

## 論 文

## 非線形増幅を伴う伝送系における多シンボル遅延検波の誤り率特性

半田 志郎<sup>†</sup> 片瀬 泰幸<sup>†</sup> 笹森 文仁<sup>†</sup> 大下眞二郎<sup>†</sup>

## Error Rate Performance of Multiple-Symbol Differential Detection over Transmission Channels with Non-Linear Amplification

Shiro HANDA<sup>†</sup>, Yasuyuki KATASE<sup>†</sup>, Fumihito SASAMORI<sup>†</sup>, and Shinjiro OSHITA<sup>†</sup>

あらまし デジタル無線通信において、効率の良い電力増幅を考えた場合、増幅器の非線形領域までも利用することになる。その場合、AM-AM, AM-PM ひずみにより符号誤り率は劣化する。本論文では、多値振幅位相変調方式の伝送に非線形増幅器を用いた場合のスペクトルの拡大、符号間干渉、符号誤り率について考察している。非線形増幅及びフェージングの影響を取り除く目的で、RLS (Recursive Least Squares) アルゴリズムを適用した多シンボル遅延検波及び同期検波を比較検討している。白色ガウス雑音通信路及びレイリーフェージング通信路でのスター QAM 方式の伝送に、これらの検波方式を適用した場合の伝送特性を検討し、多シンボル遅延検波のほうが、同期検波よりも良好な符号誤り率特性が得られることを確認した。

キーワード 多シンボル遅延検波, MAPSK, 非線形増幅, RLS, フェージング

## 1. ま え が き

近年、携帯電話の需要拡大に伴い、通信システムには、情報伝送の大容量高速化、及び周波数利用効率の向上という観点から、高密度化、狭帯域化が重要な課題となっている。これらの課題の解決策として、MAPSK (Multiple Amplitude Phase Shift Keying) などによる高密度化、狭帯域化が不可欠となるが、より高精度の受信形態が求められる。

ML (Maximum Likelihood) 基準 [1] に基づく多シンボル遅延検波方式 [2]~[9] は、AWGN (Additive White Gaussian Noise) 伝送路における準最適な推定方式として知られている。この方式は、送信信号系列の事前確率が等しい場合、ゆゑ度を最大とする信号系列を推定することで、符号誤り率 (SER : Symbol Error Rate) を最小にできる。多シンボル遅延検波は、同期検波のような基準搬送波の再生が不要であり、かつ受信特性は遅延検波方式よりも優れ、観測シンボル数を増加させることで差動符号化同期検波の特性に近づくという特長をもつ。加えて、緩慢なレイリーフェージング伝送路においても良好な特性が得られる。

近年では、この方式を MPSK (Multiple Phase Shift Keying) に適用するための判定評価式の導出 [2] や、MAPSK への適用が検討されている [3]~[9]。

一方、変調波の包絡線が一定の MSK (Minimum Shift Keying) 系列では、送信器の最終出力段における電力増幅を考えた場合、C 級増幅器に代表される非線形増幅器を用いることにより、電力効率の高いシステムを実現することが可能である。しかし、PSK や QAM (Quadrature Amplitude Modulation) のような周波数利用効率の高い線形変調方式では、振幅成分をひずませないように線形増幅器を使う必要がある。その場合でも、増幅器の電力効率を向上させるため、できるだけ飽和点に近い動作点を設定 (これを、出力バックオフの小さい点で動作させるという) することが望ましいが、出力バックオフの小さい領域では、入力振幅/出力振幅 (AM/AM) や入力振幅/出力位相 (AM/PM) 非線形が存在し、包絡線振幅変動の大きな信号を入力すると、これらの非線形ひずみによってスペクトルが広がるとともに伝送特性が劣化する [10]。

本論文では、非線形ひずみを伴う伝送系において、多シンボル遅延検波を適用した 16 APSK の符号誤り率特性について検討している。差動符号化の容易さから、16 APSK として Star QAM [3],[9] について検討する (図 1 参照)。また、送・受信フィルタの伝送特性

<sup>†</sup> 信州大学工学部電気電子工学科, 長野市  
Faculty of Engineering, Shinshu University, 4-17-1 Wakasato,  
Nagano-shi, 380-8553 Japan

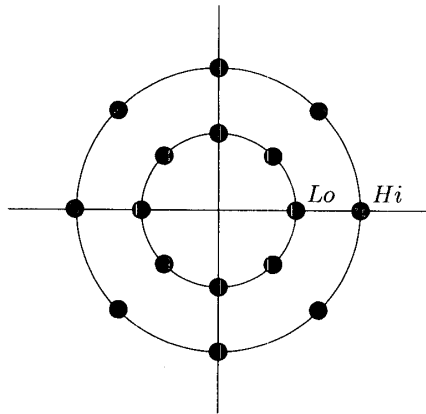


図1 16 スター QAM の信号点配置  
Fig.1 16 star QAM constellation.

として、それぞれルートロールオフ特性を仮定し、更に非線形ひずみ及びレイリーフェージングの影響を軽減する目的で、RLS (Recursive Least Squares) アルゴリズムを用いたウィナーフィルタ [10] を適用し、伝送特性を調べる。

本論文で検討する多シンボル遅延検波では、フェージング補償を行う場合、M アルゴリズムで探索するパスごとに RLS アルゴリズムを適用して伝送路特性を求め、レプリカを補償する方法を採用している [11]。検波器の構造上は文献 [11] と同一であるが、本論文では追従性に優れた RLS を用いていること、及びトレーニング系列を用いずに、直接動作させていることなどが異なっている。また、フェージング補償に関しては、文献 [12] があり、比較的高速なフェージングへの対応が検討されているが、基本的には判定帰還方式となっている。

2. では、ML 基準に基づく MAPSK の多シンボル遅延検波とその判定評価式について述べ、探索パス削減法として M アルゴリズムについて述べる。3. でシステム概要について述べたあと、4. では、非線形増幅によるスペクトル拡大、符号間干渉について述べ、最適ロールオフ率について検討する。5. で RLS アルゴリズムを用いたウィナーフィルタについて説明し、6. では、加法的白色ガウス雑音 (AWGN) 伝送路での特性を比較検討し、更に 7. においてレイリーフェージング伝送路における特性を比較、検討する。

## 2. 多シンボル遅延検波

### 2.1 MAPSK の判定基準

各送信シンボルの発生確率がすべて同じ場合、ML

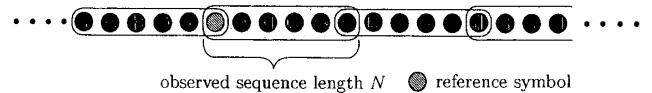


図2 多シンボル遅延検波の推定ブロック  
Fig.2 Estimation block of the multiple-symbol differential detection.

(Maximum Likelihood) 基準は MAP (Maximum A Posteriori) 基準と等価となり、符号誤り率を最小にする。AWGN 伝送路において、離散時刻  $k$  における複素送信信号を  $s_k$  とすると、複素受信信号は

$$r_k = s_k e^{j\psi} + n_k \quad (1)$$

となる。ここで  $n_k$  は、各次元における平均値が 0、分散が  $\sigma_n^2$  の複素ガウス雑音の標本値である。また、 $\psi$  は伝送路に依存した不定位相であり、 $(-\pi, \pi)$  で一様分布すると仮定する。

多シンボル遅延検波において観測シンボル数を  $N$  とすると、与えられた  $\mathbf{s} = (s_{k-N+1}, \dots, s_k)$ 、 $\psi$  に対して、 $\mathbf{r} = (r_{k-N+1}, \dots, r_k)$  のゆう度関数は次式で与えられる。

$$p(\mathbf{r}|\mathbf{s}, \psi) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^N} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{r} - \mathbf{s}e^{j\psi}\|^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad (2)$$

ここで、 $\|\cdot\|$  はノルムを表す。多シンボル遅延検波では、 $N$  個の受信信号を一つのブロックとして扱い (図 2)、 $r_{k-N+1}$  を基準信号として、その他の信号  $r_{k-i}$  を正規化して、 $N-1$  次元の条件付き確率に基づいて送信信号系列を推定する。よって、MAPSK 信号に関するゆう度関数は、式 (2) において  $\psi$  を  $(-\pi, \pi)$  で平均化した後、基準信号  $r_{k-N+1}$  の振幅及び位相について平均化し、更に無関係の項を省くことによって次式のように求められる [4]。

$$m = \frac{\left| \sum_{i=0}^{N-1} r_{k-i} s_{k-i}^* \right|^2}{\sum_{i=0}^{N-1} |r_{k-i}|^2} - \sum_{i=0}^{N-1} |s_{k-i}|^2 + 2\sigma_n^2(N-1) \ln \left| \sum_{i=0}^{N-1} r_{k-i} s_{k-i}^* \right| \quad (3)$$

式 (3) の右辺第 2 項までは、文献 [3] で求められたメトリックと同一であり、伝送路の SN 比には無関係である。しかしながら、より厳密なメトリック  $m$  には、

第3項に示すように伝送路の加法的白色雑音の電力に依存した項が付加される。

本評価式はフェージング通信路を対象として求められたものではないが、基準信号について平均化しているため、絶対振幅、絶対位相に依存せず、緩慢なフェージング通信路でも良好に動作すると考えられる。

一方、判定基準はメトリック  $m$  を用いて次のように表現できる。

$$\text{Choose the sequence } \{s_k\} \text{ if } m \text{ is the maximum} \quad (4)$$

## 2.2 M アルゴリズム

多シンボル遅延検波は、観測シンボル数  $N$  を増加させることで差動符号化同期検波の特性に近づくが、それに伴い推定評価式の計算回数は MAPSK の信号点数のべき乗で増加するため、受信器構成の肥大化及び推定出力までの遅延時間の増大をまねく。それゆえ、MAPSK の多シンボル遅延検波では効果的な探索パスの削減法が必要不可欠となる [6]~[8]。そこで本論文

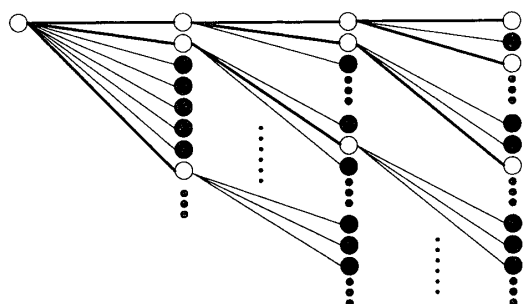


図3 M アルゴリズムの概念図

Fig. 3 Illustration of the reduced tree paths with M algorithm.

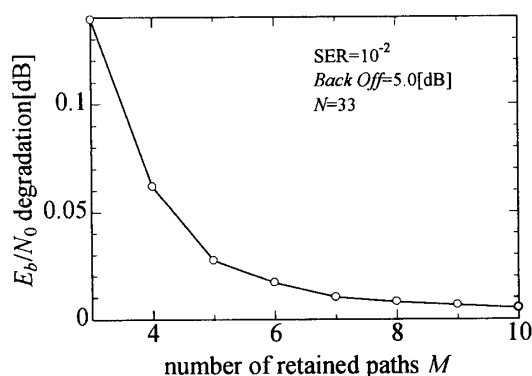


図4 M アルゴリズムによる SNR の劣化量

Fig. 4 Degradations of  $E_b/N_0$  vs. the number of retained paths  $M$  at  $SER=10^{-2}$ , Back off=5.0 dB and  $N = 33$ .

では、探索パス削減手段として、M アルゴリズムを適用する。

図3に、M アルゴリズムによる探索パスの様子を示す。M アルゴリズムは各検波時点において、メトリックの大きい  $M$  本を常に生き残りパスとすることで探索を行い、最後に生き残った  $M$  本のパスのうちでメトリック  $m$  を最大とするパスを推定結果として出力する。ここで問題になるのが、生き残りパス数  $M$  である。 $M$  の値を大きく設定すると、正しいパスを誤って削除する確率が小さくなる反面、受信機における計算量が大きくなる。そのため、SER 特性と計算量の削減との関係から、好ましい  $M$  の値を設定する必要がある。図4に M アルゴリズムを適用した場合における  $E_b/N_0$  の劣化量を示す。なお、多シンボル遅延検波の観測シンボル数は、 $N = 33$  として、フルパスサーチと同等の誤り率特性が得られると考えられる  $M = 200$  のときの SER 特性と比較し、 $SER=10^{-2}$  を得るための  $E_b/N_0$  の劣化量として評価している。同図より、本論文では、M アルゴリズムを適用しない場合からの劣化量が十分小さい（約 0.02 dB） $M = 6$  を適用し、以降のシミュレーションを行う。

## 3. システム概要

図5に本論文で想定している等価低域系の通信モデルを示す。入力された情報シンボルは差動符号化された後、ルートロールオフフィルタ（RRO Filter、ロールオフ率を  $\alpha$  で表す）により波形整形され、非線形増幅器で電力増幅された後に送信される。通信路においては、不定位相及びレイリーフェージングが乗算され、白色ガウス雑音を加算された後に受信される。RRO Filter 通過後に標本化され、多シンボル遅延検波により符号判定がなされる。多シンボル遅延検波は、レプリカ生成部、メトリック演算部、比較部からなり、メトリック  $m$  を最大とする系列を出力する。また、フェージング補償を行う場合には、5.で述べる RLS アルゴリズムを用いたウィナーフィルタにより伝送路推定（すなわち、非線形増幅器及びフェージングによる振幅、位相変動の推定）を行った後、理想的（ひずみなし）伝送路を仮定したレプリカがこの伝送路を通ったものとして、これを新たなレプリカとして多シンボル遅延検波を行う。本論文において用いる増幅器は、一例として 1.9 GHz 帯 GaAsFET 増幅器の入出力特性 [10]（図6参照）を想定し、受信器ではこの非線形特性は未知と仮定している。また、動作点は飽和出力か

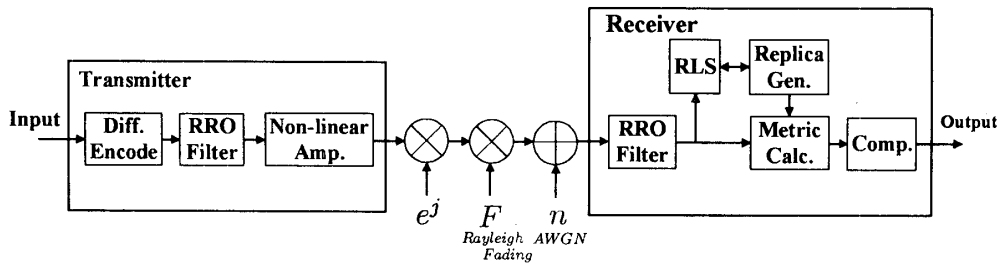


図 5 伝送モデル  
Fig. 5 Communication model.

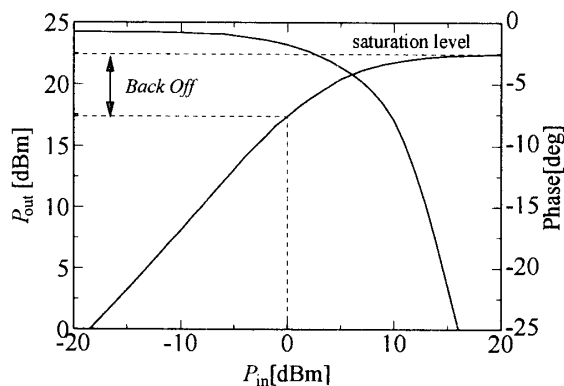


図 6 GaAsFET 増幅器の例  
Fig. 6 A sample of GaAsFET amplifier.

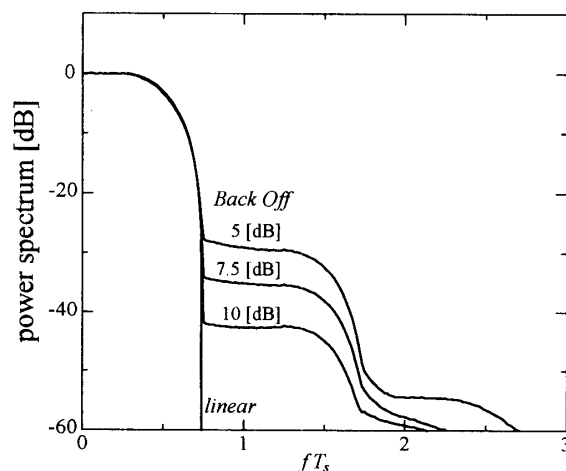


図 7 非線形ひずみによる送信スペクトル特性 ( $\alpha = 0.5$ )  
Fig. 7 Spectrum performance with various non-linear distortions ( $\alpha = 0.5$ ).

らのバックオフとして定義している。

なお、本シミュレーションでは、送受信フィルタにルートロールオフフィルタを用いており、AWGN 伝送路を想定した場合には、マッチドフィルタ受信の観点から最適なシステムとなっている [1]。更に、スター QAM のリング比は最小信号点間距離が最大となる 0.566 としている。

#### 4. 非線形増幅による影響

##### 4.1 非線形増幅器による信号のひずみ

図 7 に非線形増幅後の電力スペクトルを示す。ここで、 $T_s$  はシンボル周期である。同図からわかるように、動作点がより非線形領域に近づく（バックオフが小さい）につれて、スペクトルの拡大率も大きくなっている。スペクトルの拡大は、非線形素子の平均動作点を中心とする入力信号のダイナミックレンジ（ピークファクタと呼ぶ）に依存する。すなわち、次式で示すピークファクタに大きく依存する。

$$\text{ピークファクタ} = \frac{\text{最大信号電力}}{\text{平均信号電力}} \quad (5)$$

図 8 にスター QAM の非線形増幅後の復調アイパタ

ーン、及び信号空間ダイアグラムを示す。なお、同図では AWGN は含まれていない。バックオフ 10 dB では、符号間干渉も小さく、非線形ひずみの影響はほとんど見られないが、5 dB になると大きな符号間干渉が発生し、また入力振幅の大きい外円の信号点が入力振幅の小さい内円の信号点に近くなってしまい、位相についても外円のほうが大きくなりづれていることがわかる。

##### 4.2 ロールオフ率による変化

ロールオフフィルタにおいて、 $\alpha$  を小さくすることによって狭帯域化を図ることができるが、それに伴いインパルス応答の減衰が遅くなり、非線形増幅による符号間干渉が大となる。すなわち、 $\alpha$  を大きくすることで非線形増幅時の符号間干渉をおさえることができると考えられる。

そこで、図 9 にガウス雑音環境下において、 $E_b/N_0$  を 18 dB 一定としたときの  $\alpha$  による符号誤り率 (SER) 特性の変化を示す。同図より、 $\alpha$  が小さくなるほど、特性は大きく劣化していることがわかる。これは、 $\alpha$  が小さい場合、インパルス応答の減衰が遅く、主に非

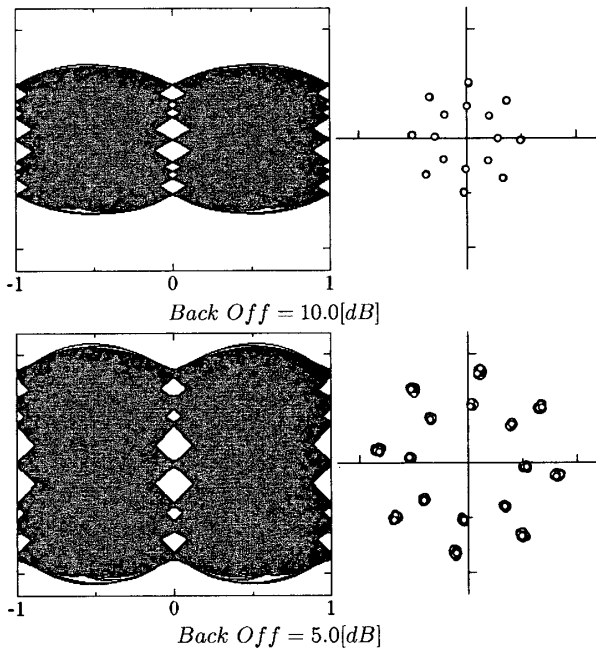


図 8 star QAM の非線形増幅後の復調アイパターン及び信号空間ダイアグラム (熱雑音なし)  
 Fig. 8 Eye-diagrams of non-linearly amplified signal and their corresponding constellations of the star QAM (no thermal noise).

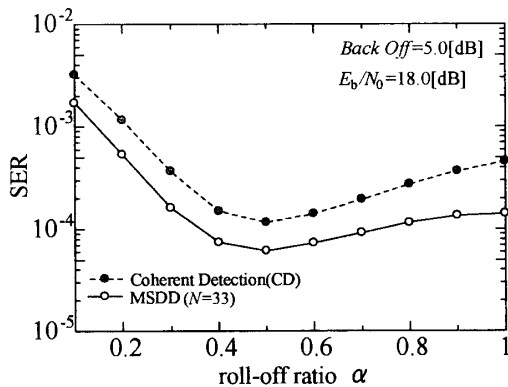


図 9 ロールオフ率  $\alpha$  による SER 特性の変動  
 Fig. 9 SER vs. roll-off factor  $\alpha$  at  $E_b/N_0=18$  dB and Back off =5 dB on an AWGN channel.

表 1 スター QAM (ルートロールオフフィルタ) のピークファクタ  
 Table 1 Peak factor of the star QAM with root roll-off filter.

Roll-off factor	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
Peak factor	7.43	6.46	5.77	5.06	5.07	5.10	5.14	5.16	5.32

線形増幅に伴う符号間干渉の増大によるものと考えられる。逆に、 $\alpha$  を大きくすると、インパルス応答の減衰が速くなり、符号間干渉は少なくなるはずであるが、 $\alpha = 0.6$  以上ではピークファクタが大きくなり (表 1

参照), 主に振幅ひずみの影響により特性が劣化すると考えられる。以上のことから、 $\alpha$  には最適な値が存在し、その値はおよそ  $\alpha=0.5$  であると考えられる。以後この値を用いて検討を行う。

### 5. RLS アルゴリズムを用いたウィナーフィルタ

複素受信信号を  $r_k$ , 所望信号 (確定したレプリカ) を  $\tilde{s}_k$  とし,

$$\left. \begin{aligned} \Phi_k &= \lambda\Phi_{k-1} + |r_k|^2 \\ \Theta_k &= \lambda\Theta_{k-1} + r_k\tilde{s}_k^* \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

とすると、ウィナーフィルタの複素重み係数  $h_k$  は,

$$h_k = \Phi_k^{-1}\Theta_k = \frac{\lambda\Theta_{k-1} + r_k\tilde{s}_k^*}{\lambda\Phi_{k-1} + |r_k|^2} \quad (7)$$

となり、複素共役重み係数  $h_k^*$  を受信信号  $r_k$  に乗算することによって、送信信号の推定値を得ることができる [10]。ここで、 $\lambda$  は忘却係数と呼ばれるスカラー量で、統計的変動に追従させるため評価関数に与える影響を過去のデータほど小さくする働きをする。すなわち、定常状態ではすべてのデータは等しい重要性をもつため  $\lambda=1$  とし、非定常状態では変動速度に応じて過去のデータを忘れるように  $\lambda < 1$  とする。また、式 (7) の分子は、入力信号に対して主に位相回転の作用をなし、分母は振幅制御を行っている。これらのことから、振幅・位相制御により非線形ひずみの影響が軽減できると考えられる。

同期検波として適用する場合は、1 シンボルの遅延を許容し、判定帰還によりレプリカを求め、これから得られた  $h_{k-1}^*$  を  $r_k$  に乗算して補償を行う。

一方、多シンボル遅延検波では、これと同じように受信信号を補償すると、系列内で熱雑音  $h_k^*n_k$  の分散が一様でなくなってしまうこと、及び補償後の熱雑音の白色性に問題を生じ、特性が劣化してしまう。そこで、多シンボル遅延検波の場合には、複素共役重み係数の逆数  $1/h_k^*$  をもとのレプリカに乗算することにより ( $\tilde{s}_k/h_k^*$ ), これを新たなレプリカとして、多シンボル遅延検波を行う。すなわち、 $1/h_k^*$  は非線形フィルタを含めた伝送路特性を表すと考えられるので、伝送路で変動を受けた送信信号を伝送路推定値から構成し (これをレプリカとして)、多シンボル遅延検波を行っていることになる。この場合、仮定するもとのレプリカ  $\tilde{s}_k$  によって (すなわち、木におけるパスによって),

伝送路推定値  $h_k$  が異なるので、この補償は探索における生き残りパスごとに行っている [11]. この構成は、シンボルの判定が確定する前に、木に沿ってあらかじめ補正值を得ることができるため、推定遅延が発生しないという特長をもつ. このことから、多シンボル遅延検波では、トレーニング系列を用いることなく、直接受信動作を開始できる.

以後、ウィナーフィルタを適用した多シンボル遅延検波、同期検波（単に同期検波という場合には、上で述べた RLS アルゴリズムにより位相、振幅補償を行う方式のことをいう）と、ウィナーフィルタを適用しない多シンボル遅延検波、理想同期検波（搬送波の位相、平均増幅率を正確に知っているとして仮定）、及び遅延検波において、AWGN 伝送路、レイリーフェージング伝送路での SER 特性の比較を行う.

## 6. AWGN 伝送路

### 6.1 AWGN 伝送路への適用

AWGN 伝送路においてウィナーフィルタを適用する場合、伝送路は定常的であるので  $\lambda=1.0$  とし、すべての情報の重要度は等しいものとして扱うことになる. ここでは差動符号化を行っているため、基準信号により  $h_k$  はほぼ決まるものの、検波開始時においてまだ安定していない複素重み係数  $h_k$  で受信信号を補償した場合に、その後の受信信号を連続的に誤ってしまう可能性がある. 同期検波においては、不安定な  $h_k$  を用いて受信信号を確定してしまうことになる. これらのことから、AWGN 伝送路においては  $h_k$  が収束するまでトレーニング系列が必要となると考えられる. 系列長は 10 シンボル程度あれば、ほぼ  $h_k$  は収束するので、同期検波のシミュレーションにおいては、トレーニング系列を 10 シンボル送信することとし、その後は判定帰還により補償を行いながら復調を行う. 多シンボル遅延検波においては、系列を観測して検波していることから、 $h_k$  が多少不安定であっても検波は可能であり、トレーニングは行わない.

### 6.2 シミュレーション結果

図 10 に AWGN 伝送路において、バックオフを 5, 7.5, 10 dB としたときのウィナーフィルタを適用しない多シンボル遅延検波、理想同期検波、及び遅延検波時の SER 特性を示す. なお、線形増幅器適用の場合の特性は、バックオフ 10 dB の場合とほぼ一致するので省いている. また、受信器では、送信器の非線形フィルタの特性は未知であるので、平均受信電力を基

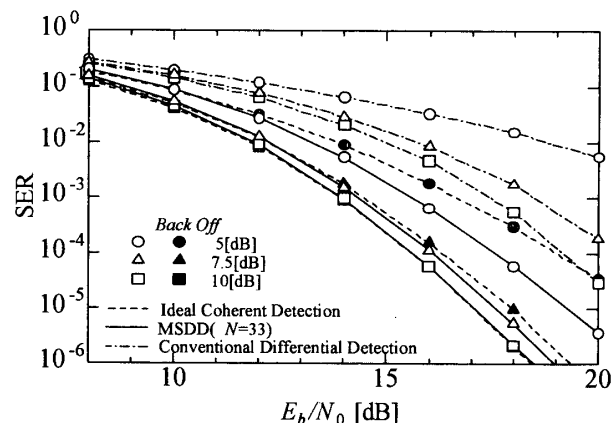


図 10 SER 特性 (ウィナーフィルタなし)

Fig. 10 SER performances of the ideal coherent detection and MSDD without Wiener-filter.

準として、送信信号点を線形増幅して、これを送信信号のレプリカとして符号判定を行っている.

バックオフが小さい、すなわち非線形ひずみの影響が大きいつきほど、多シンボル遅延検波の特性は理想同期検波に比べて良好な特性を示している. これは、理想同期検波ではレプリカからの距離だけが判定基準となるため、レプリカの精度が決定的な要因となってしまうが、多シンボル遅延検波では受信信号の絶対振幅、絶対位相に依存しないこと、及び系列でゆう度判定していることから、レプリカの精度が決定的な要因となることはないためであると考えられる. 一般的に、非線形ひずみの影響を受けた受信信号に対して、最適なレプリカを受信器で用意することは難しいため、理想同期検波ではこのように大きな劣化が生じてしまうと考えられる. 遅延検波の特性もバックオフが大きくなると理想同期検波同様、大きな劣化を生じている. これについても、判定時点でのスレッシュホールドについては、理想同期検波の場合と同様の決め方になるためと考えられる.

図 11 にウィナーフィルタを適用した多シンボル遅延検波と同期検波の SER 特性を示す. ウィナーフィルタを適用しない場合と比べ、多シンボル遅延検波の SER 特性にはほとんど変化は見られないが、同期検波においては、SER 特性は大幅に改善され、多シンボル遅延検波よりも良好な特性が得られている. これは、ウィナーフィルタによって受信信号が線形増幅されたレプリカに補償されることで、非線形ひずみの影響を軽減することができるためであると考えられる. 多シンボル遅延検波に関しては、ウィナーフィルタがなくても、系列内において非線形ひずみの影響

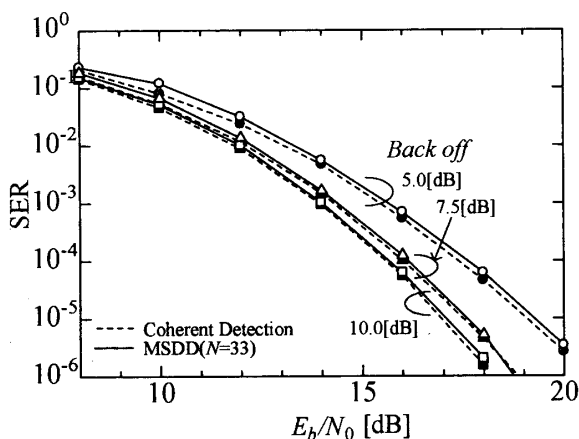


図 11 SER 特性 (ウィーナーフィルタあり)  
Fig. 11 SER performances of the coherent detection and MSDD with Wiener-filter.

を軽減することができるために、その効果はほとんど見られない。以上のことから、多シンボル遅延検波は非線形ひずみに対する補償を何も行わなかったとしても、補償を行った同期検波に漸近する良好な SER 特性が得られることが確認された。

### 7. レイリーフェージング伝送路

レイリーフェージング通信路においては、PLL を用いて同期用基準搬送波を再生する場合、そのパラメータ設定は非常に難しいので [10]、ここでは、RLS を用いたウィーナーフィルタによって、振幅、位相の補償を行う。

#### 7.1 ウィーナーフィルタにおける忘却係数 $\lambda$

ウィーナーフィルタの忘却係数  $\lambda$  について検討する。まず、同期検波についてはライスフェージング環境下において検討を行った。図 12 に、ライスフェージング伝送路において直接波対レイリー波電力比が 10 dB の場合の  $\lambda$  による同期検波の SER 特性の変動を示す。同図において、 $f_D T_s$  はシンボル速度  $1/T_s$  で正規化した最大ドップラー周波数である。フェージングへの追従性を考慮すると  $\lambda$  は小さいほうが良いが、 $\lambda$  を小さくすることで熱雑音に対して特性が劣化してしまう。このことから、 $\lambda$  をあまり小さくすることはできないと考えられる。以上のことを考慮すると、 $\lambda$  の最適値は 0.7~0.9 くらいであると考えられ、本論文では、フェージングへの追従性を最大限に考慮し  $\lambda=0.7$  を用いることとする。

続いて多シンボル遅延検波に関してはレイリーフェージング環境下において検討を行った。図 13 にレイリー

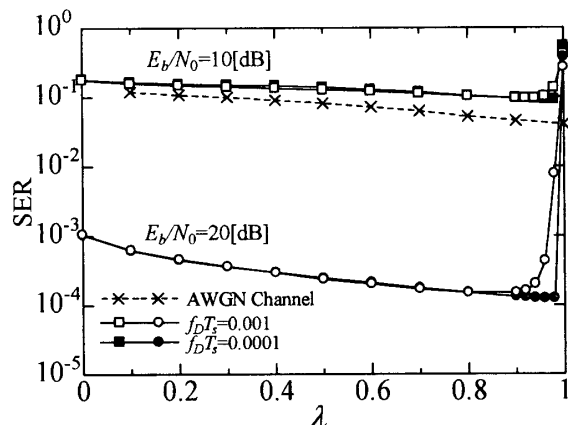


図 12  $\lambda$  による SER 特性の変動 (同期検波, Rician fading 伝送路)  
Fig. 12 SER vs. forgetting coefficient  $\lambda$  of the coherent detection (Rician fading).

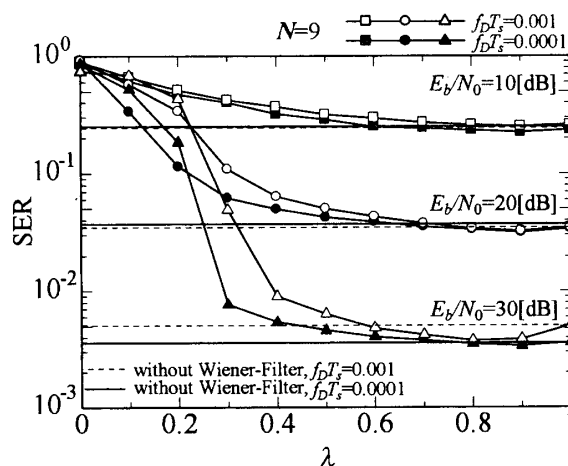


図 13  $\lambda$  による SER 特性の変動 (多シンボル遅延検波 Rayleigh fading 伝送路)  
Fig. 13 SER vs. forgetting coefficient  $\lambda$  of MSDD (Rayleigh fading).

フェージング伝送路における多シンボル遅延検波の、 $\lambda$  に対する SER 特性の変動を示す。多シンボル遅延検波においては、観測シンボル数により最適な  $\lambda$  は異なると考えられるが、観測シンボル数が大きいときには、同期検波の場合と同様にフェージングへの追従性を考慮すると  $\lambda$  はある程度小さいほうが良く、熱雑音の影響を考慮すると  $\lambda$  はある程度大きいほうが良い。そこで本論文では、多シンボル遅延検波も同期検波と同様に、フェージングへの追従性を最大限に考慮し  $\lambda=0.7$  を用いてシミュレーションを行う。なお、多シンボル遅延検波の観測シンボル数は、シミュレーションにより  $\lambda=0.7$  のときには観測シンボル数  $N=9$  とすることで、熱雑音とフェージングの影響に関して良好な特性を示すことから、この値を用いることとする。

## 7.2 シミュレーション結果

図14, 図15に, バックオフがそれぞれ5, 10dBのときのレイリーフェージング伝送路 ( $f_D T_s = 0.001$ ) におけるSER特性を示す. 検波方式は, ウィーナーフィルタを適用しない多シンボル遅延検波, 遅延検波, 及び, ウィーナーフィルタを適用した多シンボル遅延検波 ( $N=9$ ), 同期検波について比較している. この場合, フェージングの影響に比べ, 熱雑音の影響は比較的小さいので, AWGN伝送路の場合のようなトレーニングは用いていない. 同図より, ウィーナーフィルタを適用した多シンボル遅延検波のSER特性は, ウィーナーフィルタを適用しない場合と比べ大きく改善され, 低  $E_b/N_0$  領域においては同期検波よりも良好で

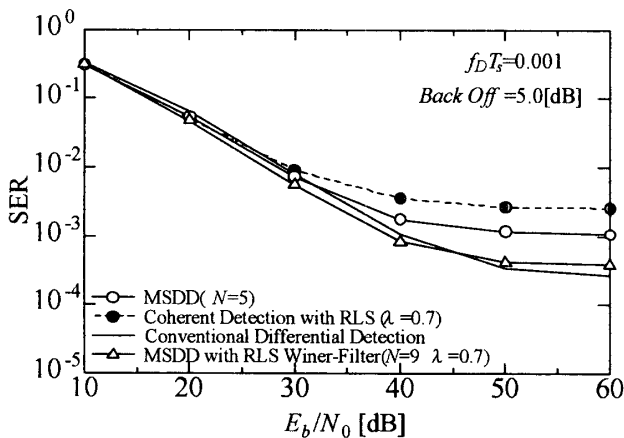


図14 SER特性 (Back Off=5 dB)

Fig. 14 SER performances of the coherent detection and MSDD with Wiener-filter, differential detection and MSDD without Wiener-filter (Back Off=5 dB).

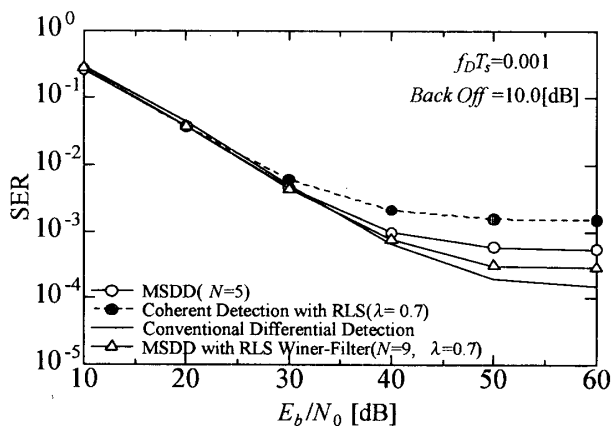


図15 SER特性 (Back Off=10 dB)

Fig. 15 SER performances of the coherent detection and MSDD with Wiener-filter, differential detection and MSDD without Wiener-filter (Back Off=10 dB).

あり, 高  $E_b/N_0$  領域においては遅延検波に漸近する優れたSER特性が得られている. またバックオフが5dBのときのほうが, ウィーナーフィルタを適用しない場合からのSER特性の改善量は大きく, バックオフが10dBのときの特性と比較してもそれほど劣化は見られないことから, 非線形ひずみの影響も軽減されている. これは, 多シンボル遅延検波にウィーナーフィルタを適用することにより, フェージングへの追従性が増し, 観測シンボル数を増やすことが可能となり, 非線形ひずみの影響も更に軽減されるからであると考えられる. 同期検波においても, ウィーナーフィルタを適用しない多シンボル遅延検波と比較すると, 非線形ひずみによる劣化は多少改善されているが, ウィーナーフィルタを適用した多シンボル遅延検波のほうが改善量は大きい. すなわち, 多シンボル遅延検波と, RLSアルゴリズムを用いたウィーナーフィルタの相乗効果により, フェージングと, 非線形ひずみの両者の影響を大幅に軽減することができると考えられる.

なお, エラーフロアに関しては, 単純な遅延検波が最も良好な特性を示している. これは以下のように考えられる. RLSによってフェージングの補償を行う場合, ある程度の長さの受信信号系列を参照して平均的な変化を測定して補償を行うが, それ以上の変化には敏感に対応できない. しかし, 単純遅延検波では, 隣接する二つの受信信号だけしか検波に依存しないため, 特に, フェージングによって包絡線振幅が非常小さくなる近辺で単純遅延検波が最も優れた特性を示すためと考えられる.

## 8. むすび

本論文では, スターQAMの非線形ひずみによる影響について考察し, 非線形ひずみの影響の軽減についてRLSアルゴリズムを用いたウィーナーフィルタを多シンボル遅延検波, 同期検波に適用し, AWGN伝送路, 及びレイリーフェージング伝送路におけるSER特性を比較, 検討した.

スターQAM信号が非線形増幅器を通過することによって, 入力振幅の大きい信号点ほど非線形ひずみの影響を大きく受けることを確認した. そのうえで, ルートロールオフフィルタのロールオフ率について検討した結果, 符号間干渉と非線形ひずみの影響から, ロールオフ率はおよそ0.5が最適であることが示された.

またAWGN伝送路においてSER特性の比較を行った結果, 同期検波についてはウィーナーフィルタを適



用することによってその特性は大きく改善されるが、多シンボル遅延検波ではその特性に大きな変化は見られなかった。この結果、多シンボル遅延検波はウィナーフィルタを適用しなくても、適用した同期検波の特性に漸近する優れた特性が得られることを確認した。

更にレイリーフェージング伝送路において、忘却係数  $\lambda$  をフェージングを最大限に考慮した 0.7 とし、シミュレーションを行った結果、多シンボル遅延検波に RLS アルゴリズムを用いたウィナーフィルタを適用することにより、その特性は大きく改善され、低  $E_b/N_0$  領域においては同期検波よりも良好であり、高  $E_b/N_0$  領域においては遅延検波に漸近する優れた SER 特性が得られることを確認した。また、多シンボル遅延検波とウィナーフィルタの相乗効果によりフェージングの影響も、非線形ひずみの影響も大きく軽減されることから、非線形ひずみを伴う伝送路において、多シンボル遅延検波は有効な検波方式であることが示された。

**謝辞** 本研究の一部は、文部科学省科学研究費補助金・基盤研究 (C) (課題番号 12650374) の援助による。

#### 文 献

- [1] J.G. Proakis, Digital Communications, 3rd ed., pp.654-655, McGraw-Hill, NY, 1995.
- [2] D. Divsalar and M.K. Simon, "Multiple-symbol differential detection of MPSK," IEEE Trans. Commun., vol.38, no.3, pp.300-308, March 1990.
- [3] 鈴木利則, 水野俊夫, "差動符号化振幅変調信号の多シンボル遅延検波方式とその 16DAPSK への適用," 信学論 (B-II), vol.J77-B-II, no.12, pp.739-748, Dec. 1994.
- [4] M. Machida, S. Handa, and S. Oshita, "Multiple-symbol differential detection of APSK based on MAP criterion," Proc. GLOBECOM'98., vol.5, pp.2740-2744, Nov. 1998.
- [5] 町田正信, 半田志郎, 大下眞二郎, "16 値振幅位相変調方式における (4,12) 型同心円信号点配置とその受信特性," 信学論 (B-II), vol.J80-B-II, no.10, pp.815-822, Oct. 1997.
- [6] M. Machida, Y. Kaneko, S. Handa, and S. Oshita, "Multiple-symbol differential detection of APSK and limited search scheme using M-algorithm," Proc. ISPACS 98, vol.1, pp.128-132, Nov. 1998.
- [7] M. Miwa, M. Machida, S. Handa, and S. Oshita, "Multiple-symbol differential detection of APSK using (M,L) algorithm," Proc. ITC-CSCC'99, vol.1, pp.623-626, July 1999.
- [8] 町田正信, 半田志郎, 大下眞二郎, "振幅位相変調方式の多シンボル遅延検波と (M,L) アルゴリズムを用いた探索パス数の低減," 信学論 (B), vol.J83-B, no.1, pp.22-30, Jan. 2000.
- [9] 根本浩二, 笹瀬巖, "ビタビアルゴリズムを用いた

16DAPSK 遅延検波方式," 信学論 (B-II), vol.J77-B-II, no.12, pp.749-755, Dec. 1994.

- [10] 斎藤洋一, デジタル無線通信の変復調, pp.145-146, pp.173-176, 電子情報通信学会編, 東京, 1996.
- [11] M. Liu, S. Handa, M. Machida, and S. Oshita, "Adaptive multiple-symbol differential detection of MAPSK over frequency selective fading channels," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E83-A, no.6, pp.1175-1183, June 2000.
- [12] 三瓶政一, "線形 2 乗推定法を用いた陸上移動通信用 QPSK 同期検波方式," 信学論 (B-II), vol.J72-B-II, no.4, pp.125-132, April 1989.

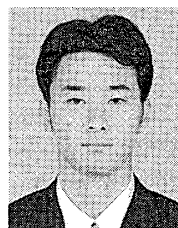
(平成 14 年 3 月 22 日受付, 8 月 8 日再受付)

#### 半田 志郎 (正員)



昭 53 信州大・工・電子卒。昭 55 同大大学院修士課程了。昭 57 神戸大大学院博士課程中退。同年神戸大・工・電気・助手。昭 63 長野高専・電気・講師, 同助教授を経て, 平 6 信州大・工・電気電子・助教授, 現在に至る。平 8 カリフォルニア大客員研究員。通信方式, 画像の高効率符号化などの研究に従事。工博。IEEE, 情報理論とその応用学会各会員。

#### 片瀬 泰幸 (正員)



平 12 信州大・工・電気電子卒。平 14 同大大学院修士課程了。在学中, デジタル無線通信方式の研究に従事。現在, ソニーイーエムシーエス (株)。

#### 笹瀬 文仁 (正員)



平 6 早大・理工・電子通信卒。平 8 同大大学院修士課程了。平 12 同博士課程了。同年信州大・工・助手, 現在に至る。工博。デジタル無線通信技術の研究に従事。平 12 本会学術奨励賞受賞。

#### 大下眞二郎 (正員)



昭 43 大阪電通大・工・通信卒。昭 45 阪大大学院修士課程了。昭 48 同博士課程中退。同年信州大・工・講師, 同助教授を経て, 平 2 同教授, 現在に至る。昭 55~56 オタワ大, 昭 60~61 カリフォルニア大客員研究員。通信理論, 教育工学の研究に従事。工博。著書:「電気回路」,「光通信システム」など。IEEE, 教育システム情報学会, リハビリテーション工学協会各会員。